

AGRUPACION PLANA ALIMENTADA POR LINEA DE SUSTRATO SUSPENDIDO

Josep M^a Torrents, Jordi Romeu, Lluís Jofre^{*}.

Abstract

The purpose of this design is a new type of planar antenna with high-efficiency and large-bandwidth requirements of TVRO. A low loss suspended substrate line (SSL) has been developed and optimised for feed network.

Introducción

En la actualidad se está tendiendo a la saturación de las bandas bajas de RF para la transmisión de información. Entre ellas se encuentran las emisiones de TV. Asimismo el avance de la tecnología en cuanto construcción y lanzamiento de satélites nos permite asegurar que hoy en día resulta más barato el alquiler de un "transponder" de satélite que el mantenimiento de una red terrena de radioenlaces de UHF para un territorio como el español.

Con el advenimiento de los nuevos ECS y después con los DBS el coste de la unidad receptora se ve notablemente reducida al ser mucho menor el valor de G/T a conseguir.

Hasta ahora la forma de obtener un valor de G adecuado era la tradicional antena parabólica de diámetro correspondiente al G requerido.

En esta comunicación se presenta una solución de antena alternativa a la parabólica, superior a las antenas planas con tecnología microstrip ya existentes, con prestaciones equivalentes para un área semejante pero con numerosas ventajas de orden práctico. Sobre ésta se aplica igualmente la teoría de arrays planos, la diferencia estriba esencialmente en la realización del elemento radiante que al tratarse de una guía con un ligero abocinamiento en la boca posee individualmente una ganancia muy superior a los "patch" microstrip.

El nuevo elemento radiante así construido nos obliga a modificar la red de distribución de potencia en su concepción. La solución elegida fue la línea en sustrato suspendido (SSL) que tiene unas prestaciones análogas al coaxial y superior a la línea microstrip.

La SSL

El primer paso fue caracterizar este nuevo tipo de línea. El modelo que más se ajusta al comportamiento de ésta es el de coaxial rectangular, cuyas dimensiones son tales que solo se permite la propagación del modo fundamental quasi TEM, con una ϵ_r cercana a 1 evaluada como la media aritmética entre el aire y el sustrato ponderada (por la concentración de campos que se produce sobre el conductor central) sobre el área de sección de una línea.

^{*} Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions. E.T.S.E. Telecomunicació
Universitat Politècnica de Catalunya.

Así la expresión general de la impedancia de la línea la podemos definir como:

$$Z_0 \sqrt{k_e} = \frac{3335.64}{C_0} \Omega \quad (1)$$

donde k_e es la constante dieléctrica efectiva y C_0 se obtiene a partir de un análisis de la estructura a través de la transformación conforme y el método de las imágenes realizado en [11]; dejando como parámetro libre de diseño la anchura del conductor central (suspendido).

El elemento radiante

La banda para la cual está realizado el diseño se sitúa entre 10.9 y 12.5 GHz con una frecuencia central situada en 11.7 GHz, margen de frecuencias en donde se sitúan la mayoría de emisiones de los nuevos satélites.

Debido a la doble polarización requerida la guía debe ser de sección cuadrada reduciéndose así el ancho de banda respecto de una guía rectangular normalizada como por ejemplo la WG75 de BandaX. La frecuencia de corte inferior de los modos TE_{01} y TE_{10} para el elemento radiante realizado tiene un valor de 8.77 GHz. Y la del modo TE_{11} es 12.4 GHz, quedando para el elemento radiante un ancho de banda efectivo que se ajusta a nuestras necesidades.

Finalmente se realiza un ligero abocinamiento en la boca de la guía a fin de aumentar el área efectiva.

Diseño de la agrupación

La distribución final debe ser tal que cumpla ciertas especificaciones tales como máxima directividad posible para un número determinado de elementos, con un NLPS del orden de 20 dB y un ancho de haz tal que no interfiera la señal de un satélite contiguo.

La distribución que mejora a la vez los tres parámetros: nivel de lóbulos, ancho de haz y directividad aunque no de forma óptima es la distribución de Taylor, usada en general en agrupaciones de un gran número de elementos, la cual viene dada por

$$I_n(z') = \begin{cases} J_0 \left[j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2z'}{1}\right)^2} \right] & z' \in (-1/2, 1/2) \\ 0 & z' \notin (-1/2, 1/2) \end{cases} \quad (2)$$

en donde J_0 es la función de Bessel de primera especie y orden cero y B es una constante a determinar según el NLPS requerido y se puede hallar calculada en [3].

Así nuestro objetivo es una distribución de Taylor de un parámetro, es decir, solo el primer lóbulo secundario se mantenga a -20 dB:

$$NLPS = 20 \text{ dB} \rightarrow 20 = 20 \lg R_0 \rightarrow R_0 = 10 \rightarrow B = 0.7386$$

El G requerido para recibir el satélite Astra en el norte del territorio nacional nos exige una antena del orden de 32x32 elementos radiantes.

Resultados

SSL

Para comprobar la validez de nuestro modelo se realizaron una línea de transmisión (LT) de 63.5 mm y un divisor de potencia en T.

Observando una ϵ_r dada por la media aritmética sin ponderar entre el espacio físico ocupado por el aire y el espacio ocupado por el Cu-Clad 125 de $\epsilon_r = 2.17$ que fue el sustrato empleado obtuvimos un S_{11} sobre la LT que mostramos en la figura 1.

Después de aplicar la ponderación correctora el resultado lo podemos observar en la figura 2.

El rizado observado es debido a las reflexiones que se producen en las transiciones entre el conector SMA (de sección circular) y la SSL (de sección rectangular).

En la figura 3 se evalúa el Q de un circuito resonante en $\lambda/2$ realizado en SSL del cual obtenemos unas pérdidas de:

$$\alpha = 3.59 \text{ dB/m}$$

lo cual nos permitirá realizar arrays con G superior a 30 dB sin un número excesivo de elementos ya que una medida de la relación G-número de elementos nos la da (3) la cual depende de α :

$$G = 10 \lg(M \times M) + g - L \quad (3)$$

donde g es la ganancia del elemento radiante y $L \approx \alpha M d$ las pérdidas en la red de alimentación, obteniéndose la expresión de G en [4].

Se ha realizado un divisor 1 a 4 para alimentar una célula básica 2x2 con los resultados en cuanto a desfases mostrados en la figura 4.

Elemento radiante

Se han realizado medidas de los campos en el plano E y plano H a la frecuencia central (11.7 GHz) de una guía con abocinamiento final de dimensiones 17.1 x 13.8 mm de sección, mostradas en las figuras 5 y 6 respectivamente. Asimismo se observa en la figura 7 la adaptación de la transición en toda la banda (10.9 - 12.5 GHz) a través del parámetro S_{11} así como la frecuencia de corte.

Conclusión

Con la disminución del G/T exigido en TVRO con los nuevos satélites es posible sustituir a la parabólica por un array plano de prestaciones paralelas con las ventajas que ello supone tanto de orden práctico como sujeciones más sencillas, no necesidad de ajuste mecánico del front-end, facilidad de almacenaje y transporte; como de orden estético.

Se ha presentado aquí una de estas posibilidades con evidentes ventajas respecto a las comercialmente existentes.

Referencias

- [1] M.A.R. Gunston "Microwave transmission-line impedance data".
- [2] Henry Jasik "Antenna engineering handbook".
- [3] Constantine A. Balanis "Antenna Theory analysis and design".
- [4] E. Rammos "Suspended-Substrate Line Antenna Fits 12-GHz Satellite Applications". MSN: March 1984.

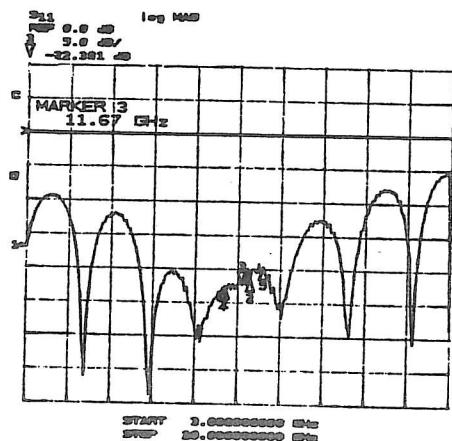


Figura 1a. Parámetro S_{11} de la LT.

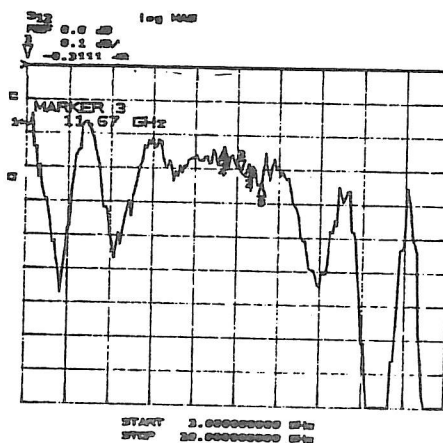


Figura 1b. Parámetro S_{12} de la LT.

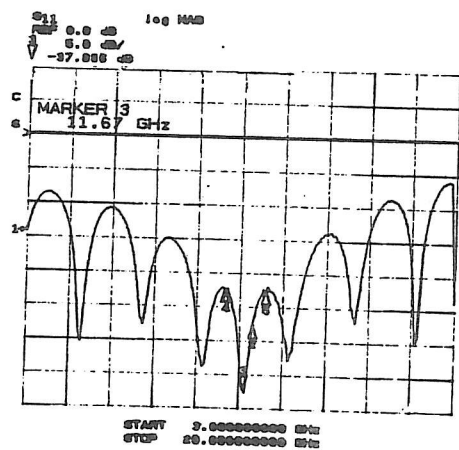


Figura 2a. Parámetro S_{11} de la LT.

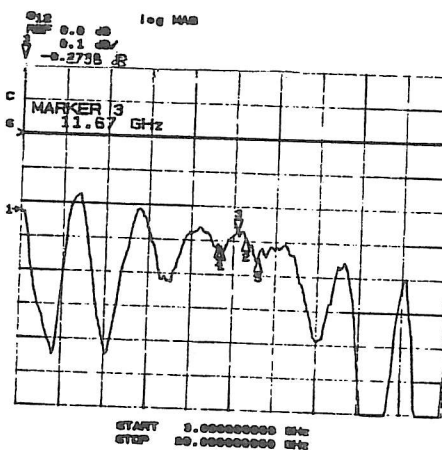


Figura 2b. Parámetro S_{12} de la LT.

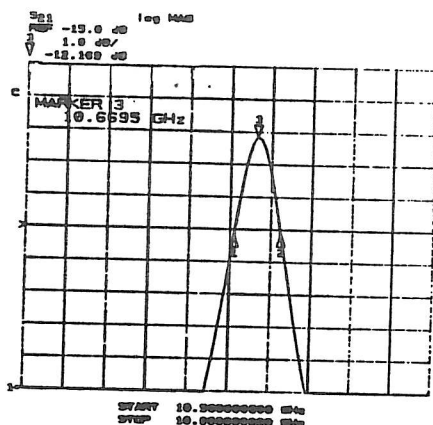


Figura 3.

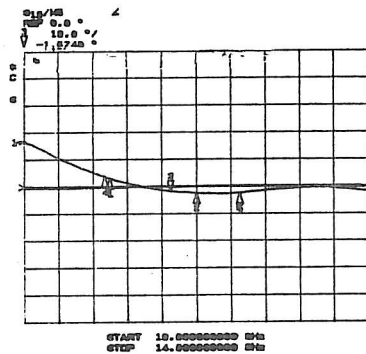


Fig. 4a. Fase relativa
puerta 2 - puerta 5.

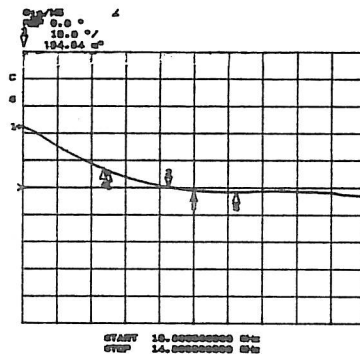


Fig. 4b. Fase relativa
puerta 3 - puerta 5.

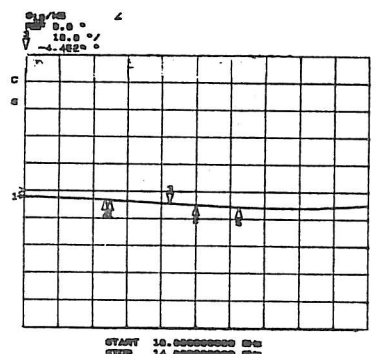


Fig. 4c. Fase relativa
puerta 2 - puerta 5.

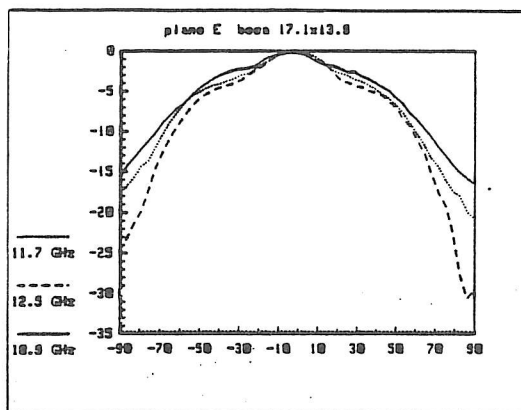


Figura 5.

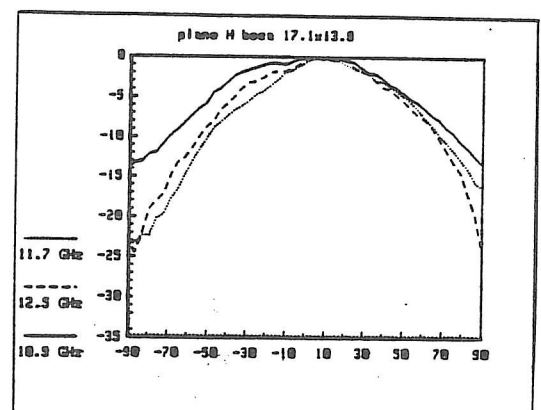
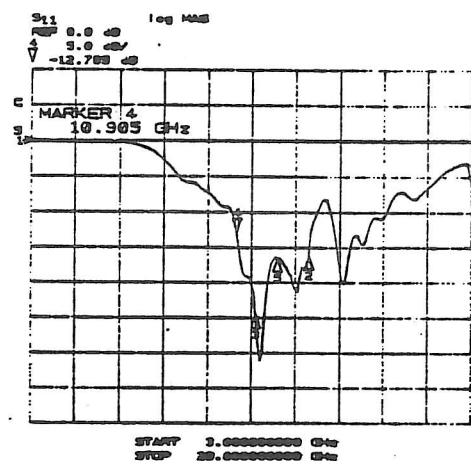


Figura 6.

Figura 7.



Las marcas 4, 3 y 5 señalan la frecuencia inferior, central y superior respectivamente, salvo en las figuras 5 y 6.